

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Hiroshi SUZUKI

GAU:

SERIAL NO: New Application

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: MOTOR CONTROL DEVICE AND MOTOR CONTROL METHOD

REQUEST FOR PRIORITY

COMMISSIONER FOR PATENTS
ALEXANDRIA, VIRGINIA 22313

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date(s) of U.S. Provisional Application(s) is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e): Application No. Date Filed

- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
Japan	2002-348421	November 29, 2002

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
- ☐ (B) Application Serial No.(s)
- ☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.



Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913

C. Irvin McClelland
Registration Number 21,124

Customer Number

22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 05/03)



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 1 1 月 2 9 日
Date of Application:

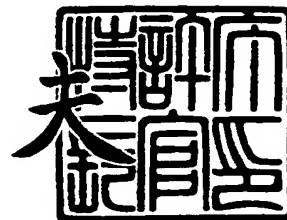
出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 3 4 8 4 2 1
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 2 - 3 4 8 4 2 1]

出 願 人 豊 田 工 機 株 式 会 社
Applicant(s):

2 0 0 3 年 9 月 1 7 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康





【書類名】 特許願

【整理番号】 PY20021963

【提出日】 平成14年11月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 7/00

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市朝日町1丁目1番地 豊田工機株式会社内

 【氏名】 鈴木 浩

【特許出願人】

 【識別番号】 000003470

 【氏名又は名称】 豊田工機株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100068755

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 恩田 博宣

【選任した代理人】

 【識別番号】 100105957

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 恩田 誠

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 002956

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9720003

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置及びモータ制御方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 制御周期毎に電流指令値を入力し、該電流指令値とモータの巻線に流れる実電流値との電流偏差を積算して電流偏差積算値を演算し、該電流偏差積算値に応じて電圧指令値を演算する電圧指令値演算手段と、直流の電源電圧を出力する直流電源部と、前記電源電圧をスイッチング素子によりスイッチングして生成したパルス電圧を前記モータに出力するインバータ回路と、前記電圧指令値に基づいて前記スイッチング素子のスイッチングタイミングを制御する制御手段とを備えたモータ制御装置において、

前記電圧指令値演算手段は、前記電流偏差積算値を前記インバータ回路から前記モータに出力可能な電圧の最大値（以下、飽和電圧値という）に応じた値を超えないように制限することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】 請求項 1 記載のモータ制御装置において、

前記直流電源部が出力する電源電圧を昇圧して前記インバータ回路に出力する昇圧回路と、

前記モータの負荷量に応じて前記昇圧回路の出力電圧を制御する昇圧回路制御部とを備え、

前記インバータ回路は、前記昇圧回路の出力電圧をスイッチング素子によりスイッチングして生成したパルス電圧を、前記モータに印加することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 に記載のモータ制御装置において、

制御周期毎に前記飽和電圧値と前記演算した電圧指令値とを比較して、前記電圧指令値の方が大きい場合には電圧飽和と判定する電圧飽和判定手段を備え、

前記電圧指令値演算手段は、前記電圧飽和判定手段にて電圧飽和と判定された場合にはその次の制御周期において電流偏差積算値をさらに増大させる電流偏差の積算は行わないことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】 制御周期毎に電流指令値を入力し、該電流指令値とモータの巻線に流れる実電流値との電流偏差を積算して電流偏差積算値を演算し、該電流

偏差積算値に応じて電圧指令値を演算し、該電圧指令値に基づいてインバータ回路のスイッチング素子により直流の電源電圧をスイッチングして生成したパルス電圧を前記モータに出力するモータ制御方法において、

前記電流偏差積算値を前記インバータ回路から前記モータに出力可能な電圧の最大値（以下、飽和電圧値という）に応じた値を超えないように制限することを特徴とするモータ制御方法。

【請求項 5】 請求項 4 記載のモータ制御方法において、

前記モータの負荷量に応じて前記インバータ回路に供給される電源電圧を昇圧することを特徴とするモータ制御方法。

【請求項 6】 請求項 4 又は 5 に記載のモータ制御方法において、

制御周期毎に前記飽和電圧値と前記演算した電圧指令値とを比較して、前記電圧指令値の方が大きい場合には電圧飽和と判定し、その次の制御周期において電流偏差積算値をさらに増大させる電流偏差の積算は行わないことを特徴とするモータ制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は電流偏差積算値に基づいて電圧指令値を演算し、モータを制御するモータ制御装置及びモータ制御方法に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

ブラシレスモータやブラシ付き DC モータ、誘導電動機等のモータを駆動制御するモータ制御装置では、所定間隔（例えば 1 m s）の制御周期毎に上位コントローラから電流指令値を入力し、該電流指令値に基づいて電圧指令値を演算し、電圧指令値に応じた駆動電圧を生成してモータの巻線に供給している。このようなモータ制御装置では、モータの巻線に流れる実電流値を電流センサにより検出し、実電流値と電流指令値との電流偏差を求め、この電流偏差の積算値（電流偏差積算値）に所定の演算処理を施して電圧指令値を求めている。こうして求めた電圧指令値は P W M（Pulse Width Modulation）制御部に送られる。P W M 制御

部では、直流電源部から供給される直流電圧をインバータ回路のスイッチング素子によりスイッチングして P W M パルスを生成しモータに出力する。

【 0 0 0 3 】

また、制御の容易化のため、3 相 D C モータでは 3 相 2 相変換した電流指令をモータ制御装置に入力し、P W M パターンを決定する際に逆変換（2 相 3 相変換）を行うことが広く行われている。

【 0 0 0 4 】

【発明が解決しようとする課題】

従来のモータ制御装置では、制御周期毎に実電流値と電流指令値との電流偏差を積算し、この積算値（電流偏差積算値）に基づいて電圧指令値を求めている。しかしながら、P W M パルスによりモータに供給できる電圧はインバータ回路の構成に起因する制限がある。

【 0 0 0 5 】

即ち、インバータ回路からモータ巻線に供給できる電圧は、瞬時的には直流電源から供給される電圧（オン）又は 0 V（オフ）の何れかでしかない。従って、スイッチング素子のスイッチングにより一制御周期内のオン時間とオフ時間を調整し、全体として目的の出力電圧となるようにしている。また、モータ巻線に略正弦波状の電流を供給する場合には、モータ電流の位相によって出力する電圧を調整しなければならない。

【 0 0 0 6 】

一方、電流偏差積算値はモータの負荷や動作状況により、モータに供給できる電圧（P W M パルスの平均電圧）とは無関係に増大する場合がある。このため、モータが急停止した場合や高負荷で回転していたモータの回転方向が急激に変化する場合等の制御に問題があった。例えば、非常停止によるメカブレーキの作動や、モータの被駆動部材が障害物に当たって急停止する場合等には、モータの回転により発生していた逆起電力が急激に消滅するので、余分な電流偏差積算値により過電圧が加わり、過電流異常が発生する場合があった。また、高負荷で回転していたモータの回転方向が急激に反転する場合や急減速する場合には、電流偏差積算値が適正值に戻るまでは電流偏差積算値を減らす方向（それまでの回転方

向と同方向)へ回転するように制御が働くので、応答遅れが発生する場合があった。

【0007】

本発明はこのような課題に鑑み、モータが急停止したり回転方向が逆転する場合等にも異常が発生することなく応答遅れの少ないモータ制御装置を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために、請求項1に記載の発明は、制御周期毎に電流指令値を入力し、該電流指令値とモータの巻線に流れる実電流値との電流偏差を積算して電流偏差積算値を演算し、該電流偏差積算値に応じて電圧指令値を演算する電圧指令値演算手段と、直流の電源電圧を出力する直流電源部と、前記電源電圧をスイッチング素子によりスイッチングして生成したパルス電圧を前記モータに出力するインバータ回路と、前記電圧指令値に基づいて前記スイッチング素子のスイッチングタイミングを制御する制御手段とを備えたモータ制御装置において、前記電圧指令値演算手段は、前記電流偏差積算値を前記インバータ回路からモータに出力可能な電圧の最大値（以下、飽和電圧値という）を超えないように制限することとした。

【0009】

請求項2に記載の発明は、請求項1記載のモータ制御装置において、前記直流電源部が出力する電源電圧を昇圧して前記インバータ回路に出力する昇圧回路と、前記モータの負荷量に応じて前記昇圧回路の出力電圧を制御する昇圧回路制御部とを備え、前記インバータ回路は、前記昇圧回路の出力電圧をスイッチング素子によりスイッチングして生成したパルス電圧を、前記モータに印加することとした。

【0010】

請求項3に記載の発明は、請求項1又は2に記載のモータ制御装置において、制御周期毎に前記飽和電圧値と前記演算した電圧指令値とを比較して、前記電圧指令値の方が大きい場合には電圧飽和と判定する電圧飽和判定手段を備え、前記

電圧指令値演算手段は、前記電圧飽和判定手段にて電圧飽和と判定された場合にはその次の制御周期において電流偏差積算値をさらに増大させる電流偏差の積算は行わないこととした。

【0 0 1 1】

請求項 4 に記載の発明は、制御周期毎に電流指令値を入力し、該電流指令値とモータの巻線に流れる実電流値との電流偏差を積算して電流偏差積算値を演算し、該電流偏差積算値に応じて電圧指令値を演算し、該電圧指令値に基づいてインバータ回路のスイッチング素子により直流の電源電圧をスイッチングして生成したパルス電圧を前記モータに出力するモータ制御方法において、前記電流偏差積算値を前記インバータ回路から前記モータに出力可能な電圧の最大値（以下、飽和電圧値という）に応じた値を超えないように制限することとした。

【0 0 1 2】

請求項 5 に記載の発明は、請求項 4 に記載のモータ制御方法において、前記モータの負荷量に応じて前記インバータ回路に供給される電源電圧を昇圧することとした。

【0 0 1 3】

請求項 6 に記載の発明は、請求項 4 又は 5 に記載のモータ制御方法において、制御周期毎に前記飽和電圧値と前記演算した電圧指令値とを比較して、前記電圧指令値の方が大きい場合には電圧飽和と判定し、その次の制御周期において電流偏差積算値をさらに増大させる電流偏差の積算は行わないこととした。

【0 0 1 4】

【発明の実施の形態】

以下、本発明をブラシレス三相 D C モータの制御装置に適用した第一実施形態を図 1 ～ 6 に基づいて説明する。

【0 0 1 5】

図 1 はモータ制御システムの概要構成を示している。上位コントローラ 1 0 はブラシレス三相 D C モータであるモータ 5 0 に供給すべき電流の指令値を電流指令として制御装置 E C U の制御手段としての制御部 2 0 に出力する。制御部 2 0 では、入力された電流指令に基づいて電圧指令値を演算し、P W M 制御により U

、V、W各相のPWM出力パターンを決定する。このPWM出力パターンはインバータ回路30に送られる。インバータ回路30には直流電源部40から直流の電源電圧V_bが供給されており、この電源電圧V_bは電源電圧検出手段としての電圧センサ40vで検出可能である。インバータ回路30はこの電源電圧をPWM出力パターンに基づいてスイッチングしてPWMパルスを生成し、モータ50に供給する。U相実電流I_u及びW相実電流I_wはホールCT等の電流センサ50u及び電流センサ50wによってアナログ信号として検出され、制御部20にフィードバックされる。V相実電流I_vはU相実電流I_u及びW相実電流I_wに基づいて制御部20の演算により求められる。モータ50にはモータ50の回転子回転角度を検出するエンコーダ50eが設けられ、回転子回転角度の情報が制御部20を介して上位コントローラ10にフィードバックされる。

【0016】

制御部20は、中央演算処理装置であるCPU21を中心として、CPU21で実行すべきプログラムを記憶したROM22、プログラムの実行に必要な情報を記憶するRAM23、及び周辺回路から構成されている。周辺回路には、上位コントローラ10とのインタフェース回路I/F24、インバータ回路30とのインタフェース回路I/F25、エンコーダ50eとのインタフェース回路I/F29及び各種A/D変換器が含まれる。各種A/D変換器には、電流センサ50u、50wからのアナログ信号をA/D変換するA/D変換器26、27、電圧センサ40vからのアナログ信号をA/D変換するA/D変換器28、がある。

【0017】

図2は、モータ制御システムの機能に着目してその構成とデータの流れを示した図である。電流指令値演算部110は上位コントローラ10の機能として実現されるものであり、図略の他の制御装置から入力される電流指令値I*及びエンコーダ50eから得られる回転子回転角度等に基づいて3相2相変換を行い、電流指令値I_d*, I_q*を演算する。電流指令値I_d*, I_q*は、モータ50の巻線に流すべき電流を、回転子上の永久磁石が作り出す回転磁束と同期した回転座標系において回転磁束と同一方向のd軸及びこれに直交したq軸成分の電流

として表現した電流指令値である。d 軸成分の電流指令値が I_d^* 、q 軸成分の電流指令値が I_q^* である。 I_d^* 、 I_q^* は電圧指令値演算手段としての電圧指令値演算部 120 に出力される。

【0018】

電圧指令値演算部 120 は、電流指令値 I_d^* 、 I_q^* 及び電流センサから得られる U、V、W 各相の実電流から 3 相 2 相変換により求める d 軸実電流 I_d ならびに q 軸実電流 I_q に基づいて、d 軸成分の電圧指令値 V_d^* 及び q 軸成分の電圧指令値 V_q^* を演算する。

【0019】

V_d^* 及び V_q^* は、2 相 3 相変換部 130 にて公知の演算方法により U 相電圧指令値 V_u^* 、V 相電圧指令値 V_v^* 、W 相電圧指令値 V_w^* に変換される。

各相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は PWM 制御部 140 に入力される。PWM 制御部 140 では、各相の電圧指令値に基づいてインバータ回路 30 の U、V、W 各相のスイッチング素子の 1 制御周期内でのオン時間／オフ時間を演算し、この演算結果に基づいてスイッチング制御信号 PWM_u、PWM_v、PWM_w 生成し、インバータ回路 30 に出力する。インバータ回路 30 では、このスイッチング制御信号 PWM_u、PWM_v、PWM_w に従ってスイッチング素子をスイッチングし、生成した PWM パルスをもータ 50 に出力する。

【0020】

なお、電圧指令値演算部 120、2 相 3 相変換部 130、PWM 制御部 140 は、制御部 20 の機能として実現される。

以上のように構成された本実施形態のモータ制御システムにおいて、本実施形態の特徴である電圧指令値演算部 120 の処理内容について図 3 及び図 4 のフローチャートに基づいて以下詳細に説明する。又、2 相 3 相変換部 130、PWM 制御部 140 での処理を図 6 のフローチャートを参照して説明する。なお、図 3～6 のフローチャートは制御周期毎に 1 回ずつ繰り返し実行される処理である。

【0021】

図 3 は、電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* を求める前段階の処理のフローチャートである。S102 は上位コントローラから電流指令値 I_d^* 、 I_q^* をインタフェ

ース回路 I/F 24 を介して読み込む処理である。S104 は A/D 変換器 26, 27 を介して電流センサ 50u, 50w から U 相実電流 I_u , W 相実電流 I_w を読み込むとともに V 相実電流 I_v を演算して求める処理である。S106 はインタフェース回路 I/F 29 を介してエンコーダ 50e から回転子回転角度を読み込む処理である。S108 は U 相実電流 I_u , V 相実電流 I_v , W 相実電流 I_w を回転子回転角度に基づいて 3 相 2 相変換し、d 軸実電流 I_d 及び q 軸実電流 I_q を求める処理である。S110 は A/D 変換器 28 を介して電圧センサ 40v からの電源電圧 V_b を読み込む処理である。S112 は、電源電圧 V_b を基にして、モータの d 軸及び q 軸方向にインバータ回路 30 から出力可能な電圧の最大値（飽和電圧値 V_O ）を演算する処理である。具体的には、 $V_O = V_b / 2 \times \sqrt{(3/2)} \times k$ という公知の演算式により V_O を求める。ここで、 k はインバータの最大電圧利用率であり、インバータの duty の制限に応じた利用率を示す定数である。

【0022】

図 4 は、q 軸の電圧指令値を演算する処理のフローチャートである。S202 では q 軸電流偏差 ΔI_q を演算により求める。具体的には、 $\Delta I_q = I_q^* - I_q$ の演算式により ΔI_q を求める。S204 は q 軸電圧が + 飽和しておらずかつ q 軸電流偏差 ΔI_q が正の値であるか、又は、q 軸電圧が - 飽和しておらずかつ q 軸電流偏差 ΔI_q が負の値であるかを判定する処理である。この判定の結果が Yes であれば S206 ~ S210 の処理を行い、No であれば S206 ~ S210 の処理をジャンプして S212 の処理を行う。なお、q 軸電圧の + 飽和 / - 飽和であるか否かは、S218 又は S224 でセットされる「q 軸電圧 + 飽和フラグ」 / 「q 軸電圧 - 飽和フラグ」により判断する。

【0023】

S206 は q 軸電流偏差積算値 $\Sigma \Delta I_q$ （今回値）を演算する処理である。具体的には、 $\Sigma \Delta I_q$ （今回値）= $\Sigma \Delta I_q$ （前回値）+ $\Delta I_q \times G_{iq} \times T$ の演算を行う。ここで、 G_{iq} は電流偏差積分ゲインであり、 T は実電流のサンプリング周期（即ち制御周期）である。S208 は q 軸電流偏差積算値 $\Sigma \Delta I_q$ の絶対値がガード値である飽和電圧値 V_O を超えたかを判定する処理である。この判

定の結果が Yes である (q 軸電流偏差積算値 $\Sigma \Delta I_q$ の絶対値が飽和電圧値 V_O を超えた) 場合に限り、S 210 の処理を実行する。S 210 は q 軸電流偏差積算値 $\Sigma \Delta I_q$ の絶対値をガード値である飽和電圧値 V_O 以下に制限する処理であり、具体的には、 $\Sigma \Delta I_q = \text{sign}(\Sigma \Delta I_q) \times V_O$ の演算を行う。ここで、 $\text{sign}()$ は符号判定を行う関数で、“+1” 又は “-1” の値を返すものである。

【0024】

S 212 は q 軸電圧指令値 V_q^* を演算する処理である。 V_q^* は、 $V_q^* = \Delta I_q \times G_{p q} + \Sigma \Delta I_q$ という公知の演算式により求められる。ここで、 $G_{p q}$ はモータ 50 の巻線の抵抗値を考慮した所定値のゲインである。なお、S 204 から S 212 に移行した場合には、S 212 では前回値 (前回制御周期で算出した値) である $\Sigma \Delta I_q$ を使用する。

【0025】

S 214 は「q 軸電圧+飽和フラグ」及び「q 軸電圧-飽和フラグ」をクリアする処理である。S 216 は S 212 で算出した q 軸電圧指令値が+側に電圧飽和しているか、即ち、 $V_q^* > V_O$ であるかを判定する処理である。この判定の結果が Yes であれば S 218 及び S 220 の処理を行い、No であれば S 222 の処理に移行する。

【0026】

S 218 は「q 軸電圧+飽和フラグ」をセットする処理である。この「q 軸電圧+飽和フラグ」は次の制御周期における S 204 の処理で参照される。S 220 は q 軸電圧指令値 V_q^* を飽和電圧値 V_O 以下に制限する処理である。S 220 は、q 軸電圧指令値 V_q^* が+側に飽和している場合に実行される処理なので、 $V_q^* = V_O$ とすることにより、 V_q^* を V_O 以下に制限する。なお、S 208 及び S 210 の処理で q 軸電流偏差積算値 $\Sigma \Delta I_q$ の絶対値は V_O 以下に制限されているが、S 212 の処理で $\Sigma \Delta I_q$ に $\Delta I_q \times G_{p q}$ が加算されて V_q^* となるため、 V_q^* の絶対値が V_O を超える場合が生じ得る。S 220 はこの場合でも V_q^* の絶対値が V_O を超えないようにするための処理である。

【0027】

S 2 2 0 の処理後、図 5 に示すフローチャートの S 3 0 2 に移行する。

S 2 2 2 は、q 軸電圧指令値が一側に電圧飽和しているか、即ち、 $V_{q*} < -V_O$ であるかを判定する処理である。この判定の結果が Y e s である場合に限り S 2 2 4 及び S 2 2 6 の処理を行う。S 2 2 4 は「q 軸電圧-飽和フラグ」をセットする処理である。この「q 軸電圧-飽和フラグ」は、「q 軸電圧+飽和フラグ」と同様、次の制御周期における S 2 0 4 の処理で参照される。S 2 2 6 は S 2 2 0 と同様に V_{q*} の値を制限する処理であり、 $V_{q*} = -V_O$ とする処理が行われ、図 5 に示すフローチャートの S 3 0 2 に移行する。

【0028】

また、S 2 2 2 で N O と判定されると、S 3 0 2 に移行する。

以上、図 4 のフローチャートの処理が終了すると、図 5 に示すフローチャートの処理を実行する。図 5 は d 軸電圧指令値 V_{d*} を演算する処理のフローチャートである。d 軸電圧指令値 V_{d*} は q 軸電圧指令値 V_{q*} と同様の処置手順によって求められるため、詳細な説明は省略する。

【0029】

すなわち、図 4 のフローチャートを参照して説明した上記説明中、「q」と記載した部分を「d」と読み替えればよいため、説明を省略する。又、図 5 における各ステップには、図 4 の S 2 0 2 ~ S 2 2 6 の各ステップに相当するステップには、「百」の桁を「3」の数とし、下 2 桁については、同じ数値を付す。なお、図 5 に示す ΔI_d は d 軸電流偏差、 $\Sigma \Delta I_d$ は d 軸電流偏差積算値である。

【0030】

2 相 3 相変換部 1 3 0, PWM 制御部 1 4 0 での処理を図 6 のフローチャートを参照して説明する。

図 6 は q 軸電圧指令値 V_{q*} 及び d 軸電圧指令値 V_{d*} に基づいて、インバータ回路 3 0 に出力する信号 PWM_u, PWM_v, PWM_w を公知の手順により求める処理のフローチャートである。S 4 0 2 は V_{q*} , V_{d*} を 2 相 3 相変換し、U 相電圧指令値 V_{u*} , V 相電圧指令値 V_{v*} , W 相電圧指令値 V_{w*} を求める処理である。S 4 0 4 は V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} を PWM 変換し、PWM_u, PWM_v, PWM_w を求める処理である。S 4 0 6 では PWM_u, PWM_v, P

WM_wをインバータ回路 3 0 に出力し、インバータ回路 3 0 を駆動する処理である。

【0 0 3 1】

以上の処理により、上位コントローラ 1 0 から入力される d 軸電流指令値 I_d^* 及び q 軸電流指令値 I_q^* に基づいてインバータ回路 3 0 が駆動され、モータ 5 0 に P W M 制御されたパルス電圧が供給される。

【0 0 3 2】

なお、C P U 2 1 は請求項における電圧指令値演算手段及び電圧飽和判定手段に相当する。電圧指令値演算部の処理内容としては図 4 の S 2 0 2 ~ S 2 1 2 及び図 5 の S 3 0 2 ~ S 3 1 2 に示した処理が該当する。また、電圧飽和判定部の処理内容としては図 4 の S 2 1 4 ~ S 2 1 8, S 2 2 2 ~ S 2 2 4 及び図 5 の S 3 1 4 ~ S 3 1 8, S 3 2 2 ~ S 3 2 4 に示した処理が該当する。

【0 0 3 3】

以上説明したように、本実施形態の制御装置によれば以下に示す効果がある。

(1) q 軸電流偏差積算値 $\Sigma \Delta I_q$ 及び d 軸電流偏差積算値 $\Sigma \Delta I_d$ が飽和電圧値 V_O 以下に制限されるので、直流電源部 4 0 及びインバータ回路 3 0 の電圧出力能力を超えて電流偏差積算値が増大することがない。このため、モータ 5 0 が急停止する際に過電流等の異常の発生を抑えることができ、また、モータ 5 0 の回転方向が急激に反転したり急減速する際にも応答遅れを改善することができる。

【0 0 3 4】

(2) 図 4 の S 2 1 2 及び図 5 の S 3 1 2 で演算した電圧指令値 V_q^* , V_d^* と飽和電圧値 V_O との比較結果により電圧飽和を示すフラグをセットし、このフラグによって次の制御周期で電流偏差を積算するか否かを判断するので、簡単な処理により確実に電流偏差積算値を飽和電圧値以下に制限することができる。このため、C P U 2 1 に負担をかけることがなく、短い制御周期を実現することができるので、モータ 5 0 を精度良く制御できる。

【0 0 3 5】

(3) 制御周期毎に電圧センサ 4 0 v で直流電源部 4 0 の電源電圧 V_b を読み

込み（図3のS110）、この電源電圧 V_b を基にして飽和電圧値 V_O を演算する（図3のS112）ので、電源電圧 V_b が変動しても電流偏差積算値を適切に制限することができる。

【0036】

次に、本発明の第二実施形態を図7に基づいて説明する。なお、この第二実施形態は、前記第一実施形態において、直流電源部40が出力する電源電圧を昇圧してインバータ回路30に出力する昇圧回路41、及び、昇圧回路41を制御する昇圧回路制御手段としての昇圧回路制御部42を設けたものであり、その他の点では第一実施形態と同一の構成になっている。以下では昇圧回路41及び昇圧回路制御部42についてのみ説明することとし、第一実施形態と共通する構成部分については図面上に同一符号を付すこととして重複した説明を省略する。

【0037】

図7に示すように、本実施形態では直流電源部40とインバータ回路30との間に昇圧回路41が設けられ、昇圧回路41にはこれを制御する昇圧回路制御部42が設けられている。昇圧回路制御部42は制御部20のインタフェース回路I/F25aを介してCPU21と接続されている。

【0038】

昇圧回路41は、直流電源部40から出力される電圧を昇圧してインバータ回路30に出力するものであり、コイル L_1 、電界効果トランジスタFET1、ダイオードD1、コンデンサC1から構成される。電界効果トランジスタFET1のオン／オフは昇圧回路制御部42により制御される。電界効果トランジスタFET1のオン時間／オフ時間を変えることにより、電源電圧 V_b を可変とすることができる。昇圧回路制御部42はCPU21からの指示により電界効果トランジスタFET1のオン時間／オフ時間を調整する。即ち、CPU21からの指示に応じた電源電圧 V_b を昇圧回路41からインバータ回路30に出力することができる。

【0039】

以上のように構成された本実施形態の作用及び効果を説明する。第一実施形態の構成による場合でも、直流電源部40から出力される電圧がモータ50に要求

される負荷量に比較して十分大きい場合には問題はない。しかし、例えば車両のバッテリー（DC 12V/DC 24V）を直流電源部 40 とし該車両のパワーステアリングのパワーアシスト用にモータ 50 を駆動するような場合には、モータ 50 に供給される電圧が不足して電流を流し込めないために必要なモータ出力（トルク及び回転数）を得られない場合がある。仮にこのような場合でもモータ 50 から必要なモータ出力を得られるようにするためには、モータ巻線の巻数を多くしなければならず、モータ重量が増すとともにコストが上昇するという問題がある。

【0040】

本実施形態によれば、昇圧回路 41 でインバータ回路 30 に供給される電源電圧 V_b を昇圧し、モータ 50 に供給される電圧を高くすることにより、この問題を解決することができる。即ち、モータ 50 の負荷が大きく、直流電源部 40 から出力される電圧のままでは負荷の駆動に必要なモータ出力を得られない場合には、CPU 21 の指示により電源電圧 V_b をモータ 50 の負荷量に応じた値まで昇圧する。これにより、モータ 50 から必要なモータ出力を得る事ができる。

【0041】

なお、昇圧回路 41 の出力電圧の目標値は、モータ 50 の負荷量の段階ごとに必要となる電圧値を予め計算して ROM 22 等に記憶した対応表によって求めるものでもよく、モータ 50 の負荷量に基づいて制御周期毎に演算して求めるものでもよい。また、モータ 50 の負荷量はインバータ回路 30 のスイッチング素子の 1 制御周期内でのオン時間（+電圧の出力時間）の割合とほぼ比例するので、この割合に基づいて負荷量を推定し昇圧回路 41 の出力電圧の目標値を求めるようにしてもよい。モータ 50 の負荷量は U, V, W 相の実電流値 I_u , I_v , I_w 又は d 軸実電流 I_d , q 軸実電流 I_q 等により検出可能である。

【0042】

一方、モータ 50 の負荷が小さく、直流電源部 40 から出力される電圧のままでも負荷の駆動に必要なモータ出力を得られる場合には、昇圧回路 41 での昇圧を行わないことにより、高精度な制御が可能となる。即ち、電源電圧 V_b に対してモータ 50 の負荷が小さい場合には、インバータ回路 30 のスイッチング素子

のスイッチングの頻度が減少し、モータ 50 の各相の巻線に供給される電流の高調波が大きくなる。このためモータ巻線の電流波形が正弦波状にならなくなり、高精度な制御ができない。そこで、このような場合には昇圧回路 41 での昇圧を行わないようにし、適当な頻度でインバータ回路 30 のスイッチング素子のスイッチングが行われるようにすることにより、高精度なモータ 50 の制御が可能となる。

【0043】

従って、本実施形態によれば、第一実施形態の効果 (1) ~ (3) に加え、昇圧回路 41 により直流電源部 40 の出力電圧を昇圧してインバータ回路 30 に出力することにより、直流電源部 40 の出力電圧をそのままインバータ回路 30 に出力した場合以上のモータ出力をモータ 50 から得ることができる。また、直流電源部 40 の出力電圧を昇圧しなくてもモータ 50 から必要なモータ出力を得られる場合には昇圧をしないことにより、モータ 50 を高精度に制御できるという効果もある。

【0044】

なお、前記各実施形態は、以下のような別形態にして変更して実施することも可能である。

・前記各実施形態ではブラシレス三相 DC モータを制御する場合について説明したが、ブラシレス三相 DC モータに限られず、誘導電動機やブラシ付き DC モータに適用してもよい。また、直線移動するリニアモータに適用することも可能である。

・インバータ回路 30 からモータ 50 に出力するパルス電圧のパルス幅を一定にし、電源電圧 V_b を制御することにより、ブラシ付き DC モータを制御するものでもよい。即ち、PAM 制御 (Pulse Amplitude Modulation、パルス電圧振幅制御方式) によりモータ 50 を制御するものでもよい。

【0045】

【発明の効果】

請求項 1 記載の発明によれば、インバータ回路の電圧出力能力を超えて電流偏差積算値が増大することがないので、モータの急停止、急減速、急反転時の異常

発生又は応答遅れを抑えることができる。

【0 0 4 6】

請求項 2 記載の発明によれば、前記請求項 1 記載の発明の効果に加え、直流電源部から出力される電源電圧をそのままインバータ回路に供給する場合よりも、大きなモータ出力を得ることができる。

【0 0 4 7】

請求項 3 記載の発明によれば、前記請求項 1 又は 2 に記載の発明の効果に加え、簡単な処理により確実に電流偏差積算値が飽和電圧値を超えないように制限することができる。

【0 0 4 8】

請求項 4 記載の発明によれば、請求項 1 記載の発明の効果と同様の効果がある。

請求項 5 記載の発明によれば、請求項 2 記載の発明の効果と同様の効果がある。

【0 0 4 9】

請求項 6 記載の発明によれば、請求項 3 記載の発明の効果と同様の効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 第一実施形態におけるモータ制御システムの概要構成図。

【図 2】 第一実施形態におけるモータ制御システムの機能に着目した構成図。

【図 3】 第一実施形態における制御部 2 0 の処理内容を示すフローチャート。

【図 4】 第一実施形態における制御部 2 0 の処理内容を示すフローチャート。

【図 5】 第一実施形態における制御部 2 0 の処理内容を示すフローチャート。

【図 6】 第一実施形態における制御部 2 0 の処理内容を示すフローチャート。

【図 7】 第二実施形態におけるモータ制御システムの概要構成図。

【符号の説明】

1 0 … 上位コントローラ

E C U … 制御装置

2 0 … 制御部

3 0 … インバータ回路

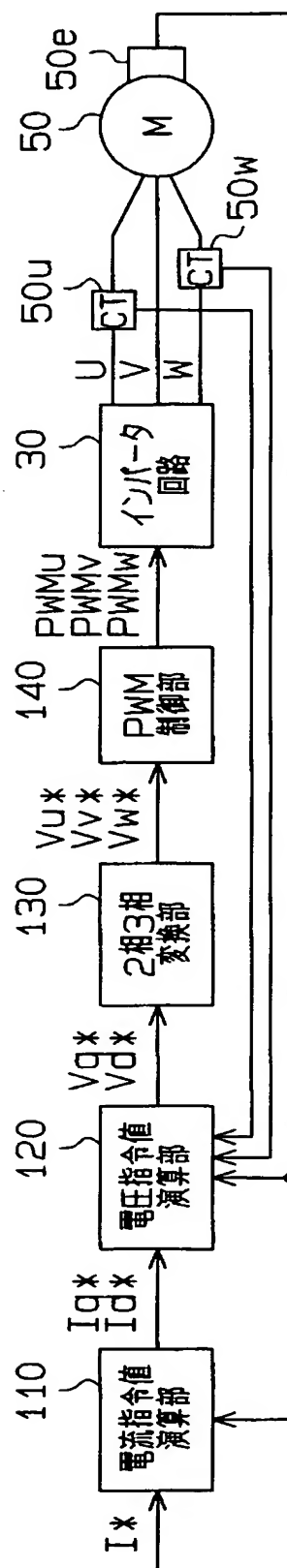
4 0 … 直流電源部

4 1 … 昇圧回路

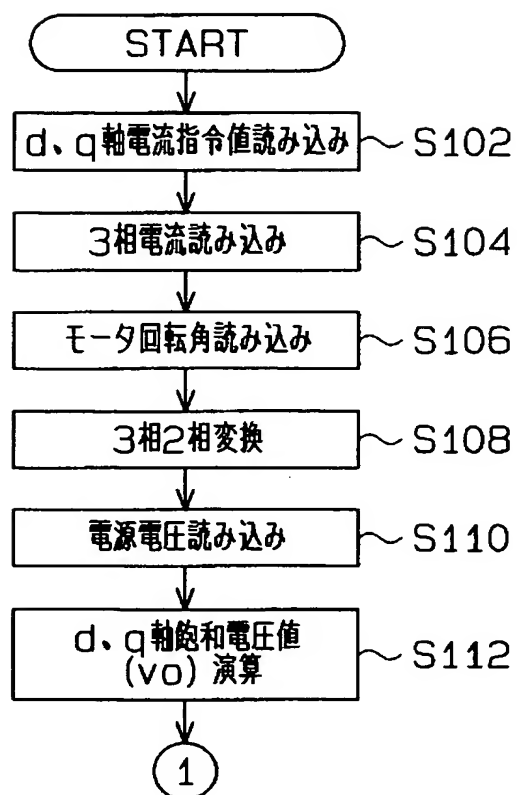
4 2 … 昇圧回路制御部

5 0 … モータ

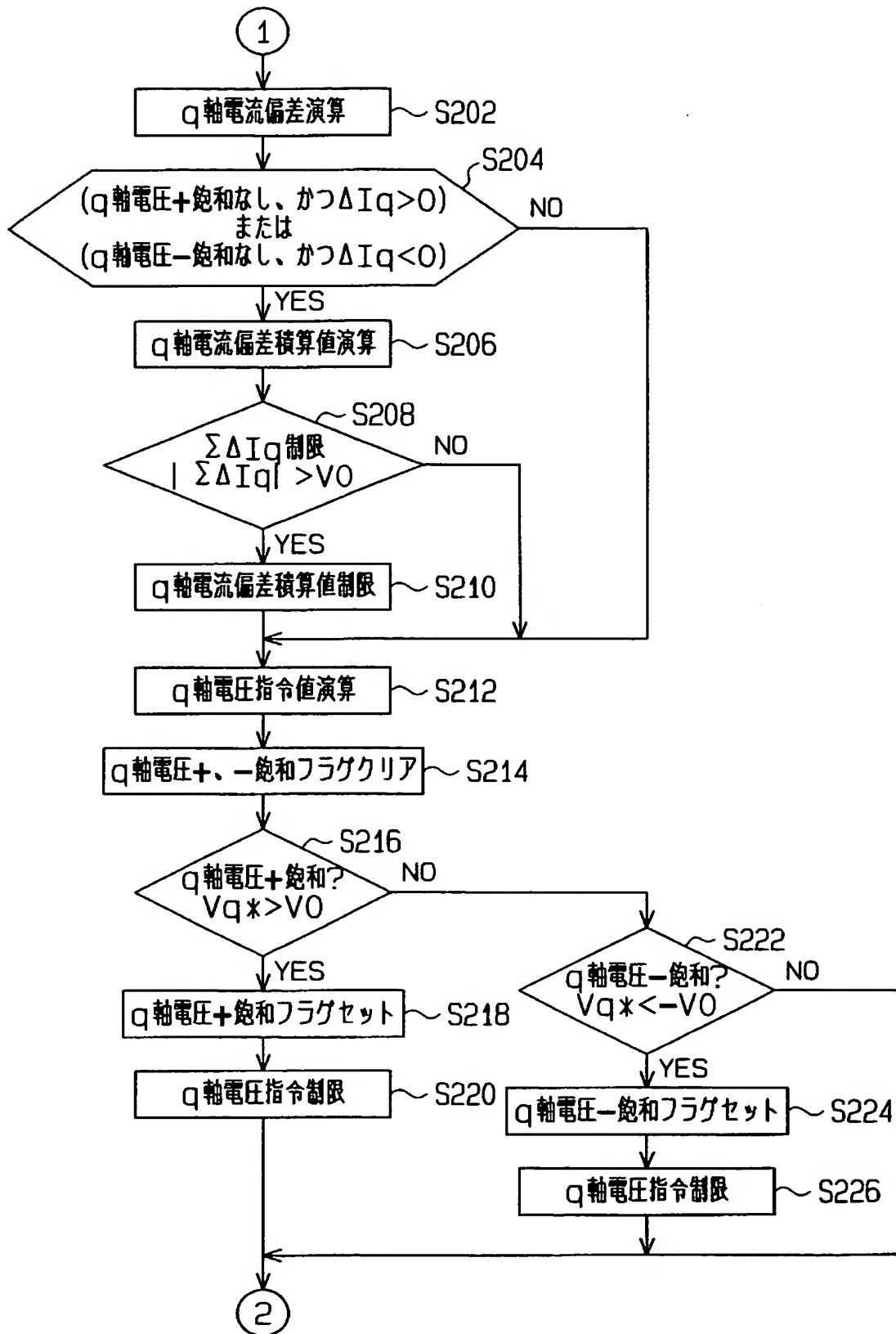
【図 2】



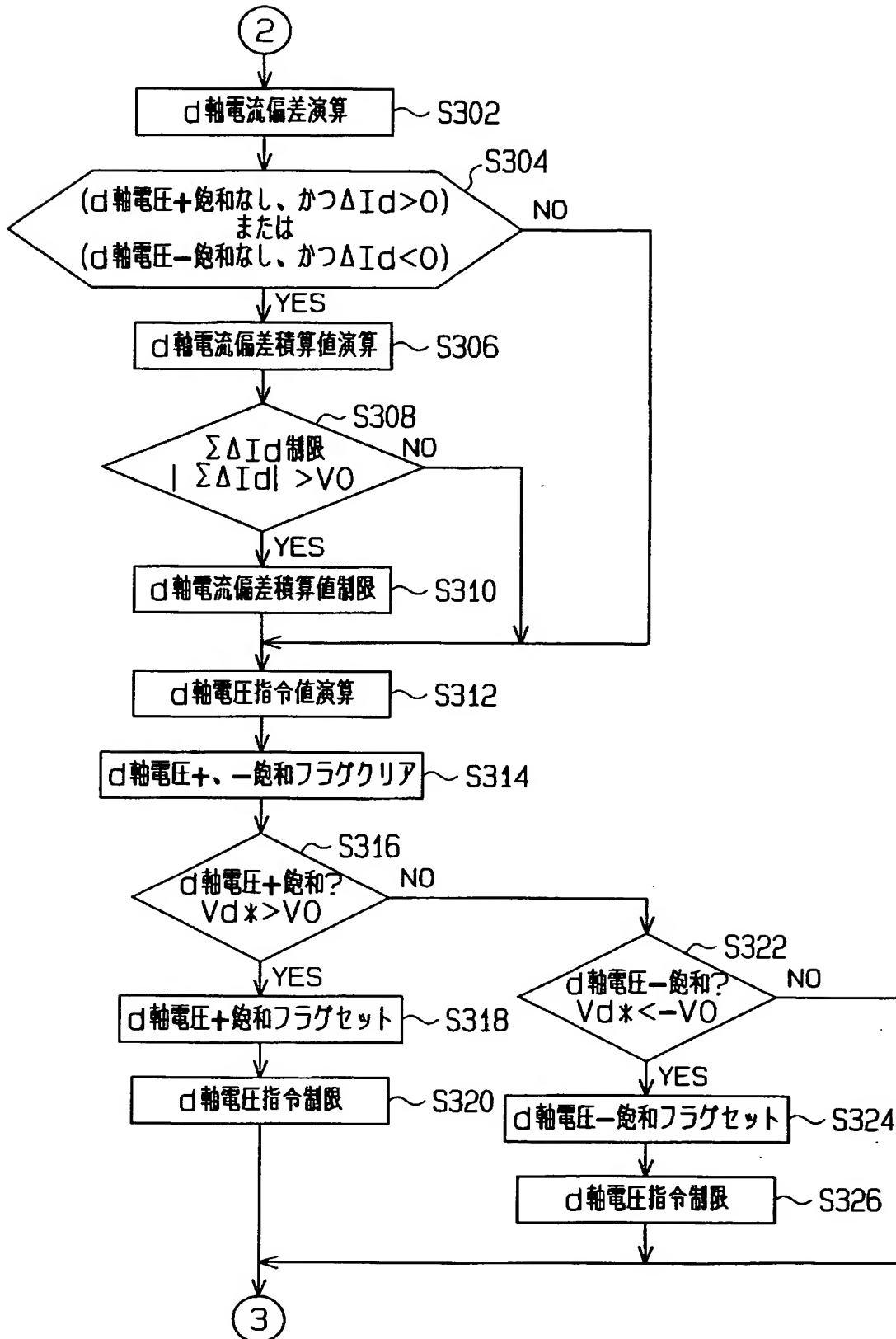
【図 3】



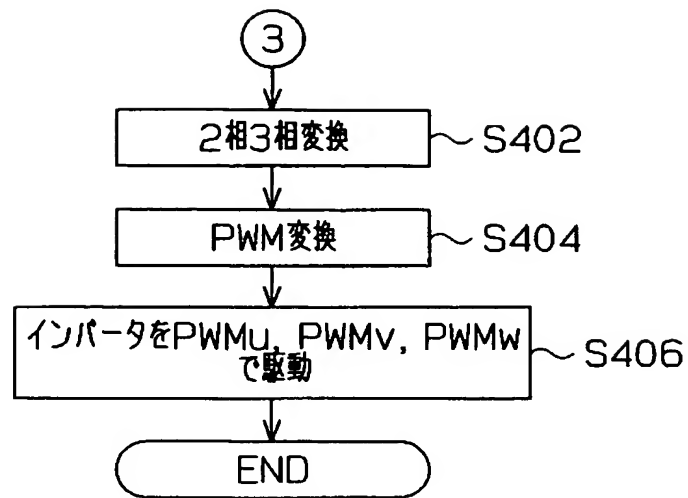
【図 4】



【図 5】



【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 モータが急停止した場合や高負荷で回転していたモータの回転方向が急激に変化する場合に、過電流異常が発生することや応答遅れが生じることを抑えることができるモータ制御装置を提供する。

【解決手段】 上位コントローラ 10 より制御周期毎に電流指令値を入力し、該電流指令値とモータ 50 の巻線に流れる実電流値との電流偏差を積算し、該積算値に応じて電圧指令値を演算する電圧指令値演算部を備えたモータ制御装置 ECU において、前記電圧指令値演算部は、前記電流偏差積算値を前記インバータ回路 30 からモータ 50 に出力可能な電圧の最大値（飽和電圧値）に応じた値以下に制限する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 2 - 3 4 8 4 2 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 3 4 7 0]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 4 日

[変更理由]

新規登録

住 所

愛知県刈谷市朝日町 1 丁目 1 番地

氏 名

豊田工機株式会社